

USP489636/

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公表

⑫ 公表特許公報(A)

平2-502135

⑬ 公表 平成2年(1990)7月12日

⑭ Int.Cl.<sup>3</sup>G 10 L 9/18  
3/00

識別記号

3 0 1 E  
B

庁内整理番号

8622-5D  
8842-5D

審査請求有

予備審査請求 未請求

部門(区分) 6(2)

(全 21 頁)

⑮ 発明の名称 改良されたベクトル励起源を有するデジタル音声コーダ

⑯ 特 願 平1-501333

⑰ 出 願 昭63(1988)12月29日

⑱ 翻訳文提出日 平1(1989)9月6日

⑲ 国際出願 PCT/US88/04394

⑳ 国際公開番号 WO89/06419

㉑ 国際公開日 平1(1989)7月13日

優先権主張 ㉒ 1988年1月7日 ㉓ 米国(US) ㉔ 141,446

㉕ 発 明 者 ジャーソン・イラ アラン

アメリカ合衆国イリノイ州 60195、ホフマン・エステイツ、ノッ  
ティンガム・レーン 1120㉖ 出 願 人 モトローラ・インコーポレーテ  
ッドアメリカ合衆国イリノイ州 60196、シヤンバーグ、イースト・ア  
ルゴンクイン・ロード 1303

㉗ 代 理 人 弁理士 池内 義明

㉘ 指 定 国 AT(広域特許), BE(広域特許), BR, CH(広域特許), DE(広域特許), DK, FI, FR(広域特許), GB  
(広域特許), IT(広域特許), JP, KR, LU(広域特許), NL(広域特許), NO, SE(広域特許)

## 請求の範囲

1. ベクトル量子化のための1組のY個のコードブックベクトルの少なくとも1つを発生する方法であって、

- (a) 少なくとも1つの選択器コード語を入力する段階、
- (b) 前記選択器コード語に基づき複数の内部データ信号を規定する段階、
- (c)  $X < Y$ とした時、1組のXの基礎ベクトルを入力する段階、
- (d) 前記Xの基礎ベクトルにリニア変換を行なうことにより前記コードブックベクトルを発生する段階であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、

を具備する前記方法、

2. 前記コードブックベクトル発生段階は、

- (1) 前記Xの基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号によって乗算し複数の内部ベクトルを生成する段階、そして
- (2) 前記複数の内部ベクトルを合算して前記コードブックベクトルを生成する段階、

を含む請求の範囲1に記載の方法、

3. 前記選択器コード語の各々はビットで表わすことができ、かつ前記内部データ信号は各選択器コード語の各ビットの値を基礎としている請求の範囲第1項に記載の方法、

4.  $Y \geq 2^X$ である請求の範囲第1項に記載の方法、

19. コード励起信号コーダのための単一の励起コード語を選択する方法であって、前記単一のコード語は与えられた入力信号の一部のそれらにとって最も好ましい特性を有する特定の励起ベクトルに対応し、前記単一のコード語は1組のYの可能な励起ベクトルに対応する1組のコード語の1つであり、前記コード語選択方法は、

- (a) 前記入力信号部分に対応する入力ベクトルを発生する段階、
- (b) 1組のXの基礎ベクトルを入力する段階であって、 $X < Y$ であるもの、

(c) 前記基礎ベクトルから複数の処理されたベクトルを発生する段階、

(d) 前記処理されたベクトルおよび前記入力ベクトルに基づき比較信号を生成する段階、

(e) 前記比較信号に基づき前記コード語の組の各々に対するパラメータを計算する段階、そして

(f) 各コード語に対する前記算出されたパラメータを評価し、かつYの可能な励起ベクトルの前記組を発生することなく、所定の基準と整合するパラメータを有する1つの特定のコード語を選択する段階、

を具備する前記選択方法、

28. さらに、

- (1) 前記単一の励起コード語に基づき複数の内部デ

ータ信号を規定する段階、

(2) 前記基礎ベクトルにリニア変換を行なうことにより前記特定の励起ベクトルを発生する段階であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、  
 によって前記特定の励起ベクトルを発生する段階を含む請求の範囲第19項に記載の方法、

29. 前記励起ベクトル発生段階は、

(1) 前記基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号で乗算して複数の内部ベクトルを生成する段階、そして

(2) 前記複数の内部ベクトルを加算して前記特定の励起ベクトルを生成する段階、

を含む請求の範囲第28項に記載の方法、

30. コード励起信号コーダのためのコードブックサーチコントローラであって、該コードブックサーチコントローラは1組のコード語から特定のコード語の選択が可能であり、前記特定のコード語は所望のコードベクトルに対応し、前記所望のコードベクトルは少なくとも $2^H$ の可能なコードベクトルの1つであり、前記特定のコード語は与えられた入力信号と前記所望のコードベクトルから得られた再構成信号との間の類似特性に従って選択され、前記コードブックサーチコントローラは、

1組のMの基礎ベクトルから1組の処理されたベクトルを発生するための手段、

ータコントローラ、

39. 前記所望のコードベクトルを発生する手段は、

前記基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号により乗算して複数の内部ベクトルを生成するための手段、そして

前記複数の内部ベクトルを加算して前記所望のコードベクトルを生成するための手段、

を含む請求の範囲第38項に記載のコードブックサーチコントローラ、

40. コード励起信号コーダにおける、1組のYの励起コード語から特定の励起コード語Iを選択する方法であって、前記特定の励起コード語は与えられた入力信号の一部をコーディング可能な所望の励起ベクトル $u_I(n)$ を表わしており、前記入力信号部分は複数のNの信号サンプルに分割され、前記選択方法は、

(a) 前記入力信号部分から入力ベクトル $y(n)$ を発生する段階であって、 $1 \leq n \leq N$ であるもの、

(b) 先のフィルタ状態に対し前記入力ベクトル $y(n)$ を補償し、それにより補償されたベクトル $p(n)$ を提供する段階、

(c) 1組のMの基本ベクトル $v_m(n)$ を入力する段階であって、 $1 \leq m \leq M < Y$ であるもの、

(d) 前記基礎ベクトルをろ波して前記Mの基礎ベクトルの各々に対しゼロ状態応答ベクトル $q_m(n)$ を生成す

る段階、

前記処理されたベクトルおよび前記入力ベクトルに基づき比較信号を生成するための手段、

前記 $2^H$ の可能なコードベクトルの各々に対応する各コード語に対するパラメータを算出するための手段であって、該パラメータは前記比較信号に基づくもの、そして

前記 $2^H$ の可能なコードベクトルを発生することなく、所定の基準に整合する算出されたパラメータを有する特定のコード語を選択するための手段、

を具備するコードブックサーチコントローラ、

32. さらに、前記M個の基礎ベクトルの組を格納するためのメモリ手段を具備する請求の範囲第30項に記載のコードブックサーチコントローラ、

37. 前記処理されたベクトルを発生する手段は前記基礎ベクトルを直線的にろ波するための手段を含む請求の範囲第30項に記載のコードブックサーチコントローラ、

38. 前記特定のコード語に基づき複数の内部データ信号を規定するための手段、そして

前記基礎ベクトルにリニア変換を行うための手段であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、

を含む前記所望のコードベクトルを発生するための手段をさらに含む請求の範囲第30項に記載のコードブックサ

る段階、

(e) 前記ゼロ状態応答ベクトル $q_m(n)$ および前記補償されたベクトル $p(n)$ から相関信号を発生する段階、

(f) 前記Yの励起コード語の組から試験コード語Iを識別する段階、

(g) 前記相関信号に基づき前記試験コード語Iのためのパラメータを算出する段階、そして

(h) 前記Yの励起コード語の組から異なる試験コード語Iを識別する段階(f)および(g)のみを繰返し、かつ所定の基準に整合する算出されたパラメータを有する特定の励起コード語Iを選択する段階、

を具備する前記選択方法、

47. さらに、

(1) コード語Iの各ビットに対し信号 $\theta_{I,m}$ を、コード語Iのビットmが第1の状態にあれば $\theta_{I,m}$ が第1の値を有し、コード語Iのビットmが第2の状態にあれば $\theta_{I,m}$ が第2の値を有するように、識別する段階、そして

(2)  $u_I(n)$ を以下の式、

$$u_I(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{I,m} v_m(n)$$

によって算出する段階であって、 $1 \leq n \leq N$ であるもの、  
 によって前記所望の励起ベクトル $u_I(n)$ を発生する段階を含む請求の範囲第40項に記載の方法、

50. 入力音声のセグメントに対応する入力ベクトルを提供するための入力手段、

1組のYの可能な励起ベクトルに対応する1組のコード語を提供するための手段、

励起ベクトルをろ波するための手段を含む第1の信号経路、

第2の信号経路であって、

Xの基礎ベクトルを提供するための手段であって、  
 $X < Y$ であるもの、

前記基礎ベクトルをろ波するための手段、

前記ろ波された基礎ベクトルを前記入力ベクトルと比較し、それにより比較信号を提供するための手段、

を含むもの、

前記コード語の組および前記比較信号を評価し、かつ前記第1の信号経路を通った時、最も近く前記入力ベクトルに類似する単一の励起ベクトルを表わす特定のコード語を提供するためのコントローラ手段、そして

前記特定のコード語によって規定される前記基礎ベクトルにリニア変換を行うことにより前記単一の励起ベクトルを発生するための発生器手段、

を具備し、それにより前記Yの可能な励起ベクトルの組の評価が前記Yの可能な励起ベクトルの各々を前記第1の信号経路を通すことなくシュミレートされる音声コード、

#### 明 細 書

改良されたベクトル励起源を有する  
 デジタル音声コード

#### 発明の背景

本発明は、一般的には、低ビットレートのデジタル音声符号化に関し、より詳細には、コード励起リニア予測音声コード(code-excited linear predictive speech coders)のための励起情報(excitation information)を符号化するための改良された方法に関する。

コード励起リニア予測(CELP)は低いビットレート、即ち、4、8～9、6キロボット/秒(Kbps)における高品質の合成音声を生じ得る可能性を有する音声符号化技術である。このクラスの音声符号化は、またベクトル励起リニア予測または統計符号化(stochastic coding)として知られているが、数多くの音声通信および音声合成の用途に最も好ましく用いられるであろう。CEL Pはデジタル音声符号化およびデジタル無線電話通信システムに特に適応可能であり音声品質、データレート、大きさおよびコストが勝れた点である。

CEL P音声コードにおいては、入力音声信号の特性を形成するロングターム(ピッチ: pitch)およびショートターム(ホルマント: formant)予測器または推定器

51. 前記発生器手段は、

前記特定のコード語に基づき複数の内部データ信号を規定するための手段、

前記基礎ベクトルを前記内部データ信号で乗算して複数の内部ベクトルを生成するための手段、そして

前記複数の内部ベクトルを加算して前記単一の励起ベクトルを生成するための手段、

を含む請求の範囲第50項に記載の音声コード、

52. 前記第1の信号経路は利得ファクタにより前記励起ベクトルを調整するための手段を含み、前記利得ファクタは前記コントローラ手段により提供される請求の範囲第50項に記載の音声コード、

(predictors)が1組の時間変動リニアフィルタに導入されている。該フィルタの励起信号は記憶されたイノベーション(innovation)シーケンスのコードブック(codebook)または符号ベクトル(code vectors)から選択される。音声の各フレームに対して、音声コードはそれぞれの個々の符号ベクトルをフィルタに印加して再構成された音声信号を発生し、かつもとの入力音声信号を再構成された信号と比較してエラー信号を発生する。このエラー信号は次に人間の聴覚に基づく応答を有する重み付けフィルタを通すことにより重み付けされる。最適な励起信号は現在のフレームに対して最小のエネルギーで重み付けされたエラー信号を生成するコードベクトルを選択することにより決定される。

「符号励起(code-excited)」または「ベクトル励起(vector-excited)」という用語は音声コードのための励起シーケンスはベクトル量子化されている、即ち単一のコード語(codeword)が励起サンプルのシーケンス、またはベクトル、を表わすのに用いられているということである。このようにして、各サンプルにつき1ビットより小さいデータレートが励起シーケンスを符号化するために可能となる。記憶された励起符号ベクトルは一般に独立のランダムなホワイトガウスシーケンスからなる。コードブックからの1つのコードベクトルはN個の励起サンプルの各ブロックを表わすのに用いられる。各々の記憶されたコードベクトルはコード語、即ちコードベクトルメモリの位置のアド

レスによって表わされる。受信機において音声フレームを再構成するために通信チャネルを介して音声シンセサイザに後に送られるのはこのコード語である。エム・アール・シュローグおよびビー・エス・アタルによる、「コード励起リニア予測(CELP)、非常に低いビットレートにおける高品質音声」、音響に関するIEEE国際会議紀要、音声および信号処理(ICASSP)、第3巻、pp. 937-40、1985年3月、をCEL Pの詳細な説明のために参照。

CEL P音声符号化技術の困難性はコードブックにおけるすべての励起符号ベクトルの徹底的なサーチを成すための極めて高いコンピュータ的な複雑性にある。例えば、8キロヘルツ(KHz)のサンプルレートにおいて、音声の5ミリセカンド(ms ec)のフレームは40のサンプルからなる。もし励起情報が毎サンプル0.25ビット(2Kbpsに対応する)のレートで符号化されれば、各フレームを符号化するのに10ビットの情報が使用される。従って、ランダムなコードブックはの場合 $2^{10}$ 、即ち1024、のランダムな符号ベクトルを含む。ベクトルサーチ手順は各コードベクトルにおける40のサンプルの各々に対しほぼ15の乗算-累算(MAC)計算処理(3次のロングターム予測器および10次のショートターム予測器を過程)を必要とする。これは5ms ecの音声フレームごとに600MAC/コードベクトルに対応し、あるいは、

ほぼ毎秒120,000,000MAC(600MAC/5ms ecフレーム $\times$ 1024コードベクトル)に対応する。最善の適合のために1024のベクトルの全体のコードブックをサーチするために膨大なコンピュータ処理が要求され、即ち今日のデジタル信号処理技術にとってリアルタイム構成のためには不合理な仕事が必要されることがわがかるであろう。

そのうえ、独立のランダムなベクトルのコードブックを格納するためのメモリ割当ての要求もまた過大なものである。上述の例に対しては、各々が40サンプルを有し、各サンプルが16ビットのワードで表わされるすべての1024のコードベクトルを格納するためには640キロビットのリードオンリメモリ(ROM)が必要になるであろう。このROMの大きさの要求は多くの音声コーディングの用途におけるサイズおよび価格の目標と両立しない。従って、従来技術のコード励起リニア予測は現在のところ音声コーディングに対しては実証的なアプローチではない。

このコードベクトルのサーチ処理の計算処理の複雑さを減ずるための1つの別の方法は変換領域におけるサーチ計算を用いることである。アイ・エム・トラソコおよびビー・エス・アタルの、「統計的コーダにおける最適のイノベーションを検出するための効率的な手順」、ICASSP紀要、第4巻、pp. 2375-8、1986年4月、をそのような手順の例として参照。このアプローチを用いる

ことにより、離散フーリエ変換(DFT)または他の変換を用いて変換領域におけるフィルタ応答を表わしそれによりフィルタ計算をコードベクトルごとのサンプルごとに単一のMAC操作に減少することができる。しかしながら、コードベクトルごとのサンプルごとに付加的な2つのMACがコードベクトルを評価するために必要であり、従ってかなりの数の乗算-累算操作、即ち上述の例では5ms ecのフレームごとのコードベクトルごとに120、あるいは毎秒24,000,000MACが必要とされる。さらに、変換アプローチは少なくとも2倍の量のメモリを必要とするが、これは各コードベクトルの変換もまた格納する必要があるためである。上述の例では、1.3メガビットのROMがCEL Pを用いた変換を行なうために必要になるであろう。コンピュータ処理的な複雑さを減少する第2のアプローチはコードベクトルがもはや互いに独立でないように励起コードブックを構成することである。このようにすることにより、コードベクトルのろ波されたバージョンが先のコードベクトルのろ波されたバージョンから、再びサンプルごとに単一のフィルタ計算のみを用いて、計算することができる。このアプローチは変換技術とは区別し計算処理上の要求、即ち毎秒24,000,000MACを達成し、一方必要とされるROMの量をかなり減少する(上述の例では16キロビット)。これらの形式のコードブックの例は「効率的な類似推計ブロックコードを用いた

音声コーディング」、ICASSP紀要、第3巻pp. 1354-7、1987年4月、ディー・リンによる論文に記載されている。それでもなお、毎秒24,000,000MACは現在のところ単一のDSPの計算能力を越えている。そのうえ、ROMのサイズは $2^N \times \#$ ビット/ワードに基づいており、ここでNはコードブックが $2^N$ コードベクトルを含むようにしたコード語におけるビット数である。従って、メモリの要求は励起情報のフレームを符号化するために用いられるビット数とともに依然として指数的に増大する。例えば、12ビットのコード語を用いる時ROMの要求は64キロビットに増加する。

従って、徹底的なコードブックのサーチのための極めて高いコンピュータ処理上の複雑性ととともに、励起コードベクトルを格納するための膨大なメモリの要求の双方の問題に対処する改良された音声符号化技術が提供される必要がある。

#### 発明の概要

従って、本発明の一般的な目的は、低ビットレートで高い品質の音声を生産する改良されたデジタル音声コーディング技術を提供することにある。

本発明の他の目的は、低減されたメモリ要求を有する効率的な励起ベクトル発生技術を提供することにある。

本発明のさらに他の目的は、今日のデジタル信号処理技

術を用いるリアルタイムの実施的な実施のために計算処理の複雑さが減少された改良されたコードブックサーチ技術を提供することにある。

これらおよび他の目的は本発明により達成され、本発明は要約すれば動起コードベクトルを有するコードブックを用いた音声コーグのための改良された動起ベクトル発生およびサーチ技術である。本発明の第1の見地によれば、1組の基礎ベクトル(basis vectors)が動起信号コードワードとともに用いられ新規な「ベクトル和」技術に従って動起ベクトルのコードブックを発生する。2<sup>H</sup>のコードブックベクトルの組を発生する方法は、1組の選択器コードワードを入力する段階、該選択器コードワードを通常各選択器コードワードの各ビットの値に基づき、複数の内部データ信号に変換する段階、コードブック全体を記憶する代りに代表的にメモリに格納された1組のM個の基礎ベクトルを入力する段階、前記M個の基礎ベクトルの組を複数の内部データ信号で乗算して複数の内部ベクトルを発生する段階、そして複数の内部ベクトルを加算して2<sup>H</sup>のコードベクトルの組を生成する段階を具備する。

本発明の第2の見地によれば、2<sup>H</sup>の可能な動起ベクトルのコードブック全体はコードベクトルが基礎ベクトルからどのようにして生成されたかに関する知識を用い、各々のコードベクトルそれ自体を発生しかつ評価する必要性なく、効率的にサーチされる。所望の動起ベクトルに対応す

るコードワードまたはコード語を選択するためのこの方法は、入力信号に対応する入力ベクトルを発生する段階、1組のM個の基礎ベクトルを入力する段階、該基礎ベクトルから複数の処理されたベクトルを発生する段階、処理されたベクトルを入力ベクトルと比較して比較信号を生成する段階、2<sup>H</sup>の動起ベクトルの組の各々に対応する各コード語に対するパラメータであって前記比較信号に基づくものを算出する段階、各コード語に対する算出されたパラメータを評価し、かつ2<sup>H</sup>の動起ベクトルの組の各々を発生することなく、最も密に入力信号と重畳する再構成信号を生成するコードベクトルを現わす1つのコード語を選択する段階、を具備している。計算処理的な複雑さをさらに減少することは所定のシーケンス技術に従い同時にはコード語の1ビットのみを変更することにより1つのコード語を次のコード語に順序づけることにより達成され、それにより次のコード語の計算が所定のシーケンス技術に基づく先のコード語からの更新パラメータに減少される。

本発明の「ベクトル和」コードブック発生アプローチは低ビットレートにおける高品質の音声の利点を保持しながらより早いCELP音声コーディングの実施を許容する。より特定的には、本発明は計算処理上の複雑さおよびメモリ要求の問題に対する効果的な解決を提供する。例えば、ここに開示されたベクトル和アプローチは各コード語の評価に対しM+3 MACを要求するのみである。先の例に

よれば、これは標準CELPに対する600MACまたは変換アプローチを用いる120MACに対して、たったの13MACに対応する。この改善は複雑性をほぼ10倍減少することに相当し、その結果毎秒約2,600,000MACとなる。この計算処理上の複雑性の減少は単一のDSPを用いてCELPの実用的なリアルタイム実施を可能にする。さらに、2<sup>H</sup>のコードベクトルのすべてに対して、たったのM個の基礎ベクトルをメモリに格納する必要があるのみである。従って、上述の例に対するROMの要求は640キロビットから本発明の6.4キロビットに減少する。本発明の音声コーディング技術に対するさらに他の利点は標準のCELPよりもチャンネルビットエラーに対してより強いということである。本発明のベクトル和動起音声コーグを用いることにより、受信コード語における単一ビットのエラーは所望のものと同様の動起ベクトルとなる。同じ条件下で、ランダムなコードブックを用いる、標準CELPは任意の動起ベクトルを発生し、これは所望のものとはまったく関係がない。

#### 図面の簡単な説明

新規であると信じられる本発明の特徴は特に添付の請求の範囲とともに記載されている。本発明は、そのさらに他の目的および利点とともに添付の図面を取入れて以下の記述を参照することにより最もよく理解でき、いくつかの図

においては同様の参照数字は同様の要素を表わしている。

第1図は、本発明に係わるベクトル和動起信号発生技術を用いたコード動起リニア予測音声コーグを示す一般的なブロック図、

第2A図および第2B図は、第1図の音声コーグにより達成される動作の一般的なシーケンスを示す概略的フローチャート、

第3図は、本発明のベクトル和技術を示す、第1図のコードブック発生器ブロックの詳細なブロック図、

第4図は、本発明を用いた音声合成器の一般的なブロック図、

第5図は、本発明の好ましい実施例に係わる改良されたサーチ技術を示す、第1図の音声コーグの部分的ブロック図、

第6A図および第6B図は、好ましい実施例に係わる利得計算技術を用いた、第5図の音声コーグによって達成される動作のシーケンスを示す詳細フローチャート、そして

第7A図、第7B図および第7C図は、アリコンピュテッド利得技術を用いた、第5図の別の実施例によって達成される動作のシーケンスを示す詳細フローチャートである。

#### 好ましい実施例の詳細な説明

次に第1図を参照すると、本発明に係わる動起信号発生

技術を利用したコード励起リニア予測音声コード100の一般的なブロック図が示されている。解析されるべき音響入力信号はマイクロホン102において音声コード100に供給される。典型的には音声(speech)信号である入力信号は次にフィルタ104に印加される。フィルタ104は一般的にはバンドパスフィルタ特性を示すであろう。しかしながら、もし音声の帯域幅が既に適切であれば、フィルタ104は直接的なワイヤ接続でよい。

フィルタ104からのアナログ音声信号は次に一通のN個のバルスサンプルに変換され、そして各バルスサンプルの振幅は技術上知られているように、アナログ-デジタル(A/D)変換器108においてデジタルコードにより表現される。サンプリングレートはサンプルクロックSCにより決定され、これは好ましい実施例においては8.0KHzのレートになる。サンプルクロックSCはクロック112を介してフレームクロックFCとともに生成される。

A/D変換器108のデジタル出力は、入力音声ベクトル $s(n)$ で表わされるが、次に係数アナライザ110に印加される。この入力音声ベクトル $s(n)$ はそれぞれ別個のフレーム、即ち時間のブロック、その長さはフレームクロックFCによって決定される。において得られる。好ましい実施例においては、入力音声ベクトル $s(n)$ は、ここで $1 \leq n \leq N$ であるが、 $N=40$ のサンプルを含む5 msecのフレームを表わし、ここで各サンプルは12~

16ビットのデジタルコードで表わされる。各音声ブロックに対しては、係数アナライザ110により従来技術に従って1組のリニア予測コーディング(LPC)パラメータが生成される。ショートターム予測器(short term predictor)パラメータSTP、ロングターム予測器(long term predictor)パラメータLTP、重み付けフィルタパラメータWTP、そして励起利得ファクタ、(後に説明するように最善の励起コード語 $I$ とともに)がマルチプレクサ150に印加され、かつ音声合成器によって使用するためチャネルを介して送信される。これらのパラメータを発生するための代表的な方法に関しては、「低ビットレートにおける音声の予測的コーディング」と題する、IEEE記要、通信、COM-30巻、pp. 600-14、1982年4月、ビー・エス・アタルによる論文を参照。入力音声ベクトル $s(n)$ はまた減算器130に印加されるが、その機能は後に説明する。

基礎ベクトル記憶ブロック114はM個の基礎ベクトル $V_m(n)$ の組を含み、ここで $1 \leq m \leq M$ であり、各々はN個のサンプルからなり、 $1 \leq n \leq N$ である。これらの基礎ベクトルはコードブック発生器120により用いられて $2^H$ の類似ランダム励起ベクトル $u_j(n)$ の組を発生し、ここで $0 \leq j \leq 2^H - 1$ である。M個の基礎ベクトルの各々は一通のランダムなホワイトガウスサンプルからなるが、他の形式の基礎ベクトルも本発明に用いることができる。

コードブック発生器120はM個の基礎ベクトル $V_m(n)$ および $0 \leq j \leq 2^H - 1$ とすると1組の $2^H$ の励起コード語 $I_j$ を用い、 $2^H$ の励起ベクトル $u_j(n)$ を発生する。好ましい実施例においては、各コード語 $I_j$ はその指数 $j$ に等しい、即ち $I_j = j$ 。もし励起信号が40サンプルの各々に対しサンプルごとに0.25ビットのレートで符号化されれば(したがって、 $M=10$ )、1024の励起ベクトルを発生するために使用される10個の基礎ベクトルがある。これらの励起ベクトルはベクトル和励起技術に従って発生されるが、これについては第2図および第3図を参照して後に説明する。

各々の個々の励起ベクトル $u_j(n)$ に対しては、再構成された音声ベクトル $s'_j(n)$ が入力音声ベクトル $s(n)$ との比較のため生成される。利得ブロック122はフレームに対して一定である励起利得ファクタにより励起ベクトル $u_j(n)$ を調整する。励起利得ファクタは係数アナライザ110によって予め計算されかつ第1図に示されるようにすべての励起ベクトルを解析するために使用され、あるいは最善の励起コード語 $I$ のサーチと組合わせて最適化されかつコードブックサーチコントローラ140によって生成される。この最適化された利得技術は第5図に従って後に説明する。

調整された励起信号 $au_j(n)$ は次にロングターム予測器フィルタ124およびショートターム予測器フィルタ

126によってろ波され再構成された音声ベクトル $s''_j(n)$ を発生する。フィルタ124は音声の周期性を導入するためロングターム予測器パラメータLTPを用い、かつフィルタ126はスペクトルのエンベロープを導入するためショートターム予測器パラメータSTPを利用する。ブロック124および126は実際にはそれらのそれぞれのフィードバック経路にロングターム予測器およびショートターム予測器を含む再帰的(recursive)フィルタであることに注意を要する。これらの時間変動リカーシブフィルタの代表的な伝達関数については先に述べた論文を参照。

1番目の励起コードベクトルに対する再構成された音声ベクトル $s''_j(n)$ は減算器130においてこれら2つの信号を減算することにより入力音声ベクトル $s(n)$ の同じブロックと比較される。差分ベクトル $e_j(n)$ は音声の元のおよび再構成されたブロックの間の差を表わす。この差分ベクトルは重み付けフィルタ132により、係数アナライザ110によって発生される重み付けフィルタパラメータWTPを用いて、知覚的に重み付けされる。代表的な重み付けフィルタの伝達関数に関しては前述の参考文献を参照。知覚的重み付けはエラーが知覚的に人間の耳により重要な所の周波数を強調し、かつ他の周波数を減衰させる。

エネルギー計算機134は重み付けされた差分ベクトル

$e_i(n)$  のエネルギーを計算し、かつこのエラー信号  $E_i$  をコードブックサーチコントローラ 140 に印加する。サーチコントローラは現在の動起ベクトル  $u_i(n)$  に対する 1 番目のエラー信号を先のエラー信号と比較して最小のエラーを生ずる動起ベクトルを決定する。最小のエラーを有する 1 番目の動起ベクトルのコードは次にチャンネルを介して最善の動起コード  $I$  として出力される。あるいは、サーチコントローラ 140 は予め規定されたエラーしきい値との整合のような、ある所定の基準を有するエラー信号を提供する特定のコード語を決定することができる。

音声コーデジ 100 の動作を次に第 2 図のフローチャートに従って説明する。ステップ 200 で開始され、ステップ 202 において入力音声ベクトル  $s(n)$  の  $N$  サンプルのフレームが得られかつ減算器 130 に印加される。好ましい実施例においては、 $N=40$  サンプルである。ステップ 204 において、係数アナライザ 110 がロングターム予測器パラメータ  $LTP$ 、ショートターム予測器パラメータ  $STP$ 、重み付けフィルタパラメータ  $WTP$ 、そして動起利得ファクタを計算する。ロングターム予測器フィルタ 124、ショートターム予測器フィルタ 126、そして重み付けフィルタ 132 のフィルタ状態  $FS$  が次にステップ 206 において後の使用のためにセーブされる。ステップ 208 は動起コード語インデックスを表わす変数  $i$ 、および最善のエラー信号を表わす  $E_i$  を図示のごとく初期化する。

コード語  $i$  の個々のビットの値に基づいており、したがって各内部データ信号  $\theta_{ij}$  は 1 番目の動起コード語の  $m$  番目のビットに対応する符号 (sign) を表わす。例えば、もし動起コード語  $i$  の 1 番目のビットが 0 であれば、 $\theta_{i1}$  は -1 となるであろう。同様にして、もし動起コード語  $i$  の 2 番目のビットが 1 であれば、 $\theta_{i2}$  は +1 になるであろう。しかしながら、内部データ信号は代りに、例えば ROM ルックアップテーブルにより決定されるように、1 から  $\theta_{ij}$  への何らかの他の変換とすることが予期できる。また、コード語におけるビット数は基礎ベクトルの数と同じある必要はないということに注意を要する。例えば、コード語  $i$  は  $2M$  ビットを有することができ、ここで各ビット対は各  $\theta_{ij}$  に対して 4 つの値、即ち、0、1、2、3、または、+1、-1、+2、-2、その他、を規定する。

内部データ信号はまた乗算器 361~364 に印加される。これらの乗算器は基礎ベクトル  $v_j(n)$  の組を内部データ信号  $\theta_{ij}$  の値で乗算して 1 組の内部ベクトルを生成し、該内部ベクトルは次に合計ネットワーク 365 において共に加算され単一の動起コードベクトル  $u_i(n)$  を発生する。従って、ベクトル和技術は次の式によって表わされる。

$$(1) \quad u_i(n) = \sum_{j=1}^M \theta_{ij} v_j(n)$$

る。

ステップ 210 に入り、ロングおよびショートターム予測器および重み付けフィルタのフィルタ状態はステップ 206 においてセーブされたフィルタ状態に回復される。この回復は先のフィルタのヒストリが各動起ベクトルの比較に対して同じであることを保証する。ステップ 212 において、指数  $i$  が次にテストされすべての動起ベクトルが比較されたか否かを知る。もし  $i$  が  $2^H$  より小さければ、動作は次のコードベクトルに対して続けられる。ステップ 214 において、基礎ベクトル  $v_j(n)$  が使用され、ベクトル和技術によって動起ベクトル  $u_i(n)$  を計算する。

コードブック発生器 120 に対する代表的なハードウェア構成を示す第 3 図を使用してベクトル和技術を説明する。発生器ブロック 320 は第 1 図のコードブック発生器 120 に対応し、一方メモリ 314 は基礎ベクトルストレージ 114 に対応する。メモリブロック 314 は  $M$  個の基礎ベクトル  $v_j(n)$  から  $v_M(n)$  のすべてを格納するが、ここで、 $1 \leq m \leq M$ 、かつ、 $1 \leq n \leq N$  である。すべての  $M$  個の基礎ベクトルは発生器 320 の乗算器 361 から 364 に印加される。

1 番目の動起コード語もまた発生器 320 に印加される。この動起情報は次にコンバータ 360 により複数の内部データ信号  $\theta_{ij}$  から  $\theta_{iM}$  に変換され、ここで、 $1 \leq m \leq M$  である。好ましい実施例においては、内部データ信号は選択

この式において、 $u_i(n)$  は 1 番目の動起コードベクトルの  $n$  番目のサンプルであり、ここで、 $1 \leq n \leq N$  である。

第 2 A 図のステップ 216 に戻ると、動起ベクトル  $u_i(n)$  は次に利得ブロック 122 を介して動起利得ファクタによって乗算される。この調整された動起ベクトル  $u_i(n)$  は次にステップ 218 においてロングタームおよびショートターム予測器フィルタによってろ波され再構成された音声ベクトル  $s'(n)$  を計算する。差分ベクトル  $e_i(n)$  は次にステップ 220 において減算器 130 により以下のように計算される。

$$(2) \quad e_i(n) = s(n) - s'(n)$$

これはすべての  $N$  個のサンプルに対して行なわれ、即ち  $1 \leq n \leq N$  である。

ステップ 222 において、重み付けフィルタ 132 が差分ベクトル  $e_i(n)$  を知覚的に重み付けするために使用され重み付けされた差分ベクトル  $e'_i(n)$  を得る。エネルギー計算機 134 は次にステップ 224 において次の式に従い重み付けされた差分ベクトルのエネルギー  $E_i$  を計算する。

$$(3) \quad E_j = \sum_{n=1}^N [e'_j(n)]^2$$

ステップ226は1番目のエラー信号を先の最善のエラー信号 $E_0$ と比較して最小のエラーを決定する。もし現在の指数1が今までのうちの最小のエラー信号に対応しておれば、最善のエラー信号 $E_0$ がステップ228において1番目のエラー信号の値に更新され、そしてこれに応じて、最善のコード語Iがステップ230において1に等しくセットされる。コード語の指数1は次にステップ240において増分され、そして制御は次のコードベクトルをテストするためにステップ210に戻る。

すべての $2^N$ 個のコードベクトルがテストされた時、制御はステップ212から232に進み最善のコード語Iを出力する。プロセスは最善のコード語Iを用いて実際のフィルタ状態が更新されるまで完全ではない。従って、ステップ234はステップ216でなされたように、この場合だけ最善のコード語Iを用いて、ベクトル和技術を使用し励起ベクトル $u_j(n)$ を計算する。励起ベクトルは次に236において利得ファクタにより調整され、かつステップ238において再構成された音声ベクトル $s'_j(n)$ を計算するためにろ波される。差分信号 $e_j(n)$ が次にステップ242において計算され、かつステップ244において重み付けフィルタ状態を更新するように重み付けさ

2つの重要な相違があることに注意を要する。第1に、コードブックサーチコントローラ540は最適なコード語選択と関連して利得ファクタそれ自体を計算する。従って、励起コード語Iのサーチおよび励起利得ファクタの発生の双方が第6図の対応するフローチャートにおいて説明される。第2に、さらに別の代替実施例は係数アナライザ510によって計算された所定の利得を用いることに注意を要する。第7図のフローチャートはそのような実施例を示している。第7図は点線で示されているように、もし付加的な利得ブロック542および係数アナライザ510の利得ファクタ出力が挿入された場合に第5図のブロック図を説明するために用いることができる。

音声コーデジ500の動作について詳細な説明に進む前に、本発明により取り入れられた基本的なサーチ方法の説明を行なうことが有用であろう。標準のCELP音声コーデジにおいては、(2)式から差分ベクトルは

$$(2) \quad e_j(n) = s(n) - s'_j(n)$$

となるが、この差分ベクトルは重み付けされて $e'_j(n)$ となり、これは次に以下の方程式に従ってエラー信号を計算するために使用された。

れる。制御は次にステップ202に戻る。

次に第4図を参照すると、音声合成器のブロック図が本発明に係わるベクトル和発生技術を用いて図示されている。合成器400はチャネルから受信されるショートターム予測器パラメータSTP、ロングターム予測器パラメータLTP、励起利得ファクタ、そしてコード語Iをデマルチプレクサ450を介して得る。コード語Iは基礎ベクトルストレージ414からの基礎ベクトル $v_j(n)$ の組と共にコードブック発生器420に印加され第3図に示されるように励起ベクトル $u_j(n)$ を発生する。単一の励起ベクトル $u_j(n)$ は次にブック422において利得ファクタにより乗算され、ロングターム予測器フィルタ424およびショートターム予測器フィルタ426によりろ波されて再構成された音声ベクトル $s'_j(n)$ を得る。このベクトルは、これは再構成された音声のフレームを表わすが、次にアナログ-デジタル(A/D)変換器408に印加され再構成されたアナログ信号を生成し、このアナログ信号は次にフィルタ404によって低域ろ波されエイリアシングを減少し、そしてスピーカ402のような出力変換器に印加される。クロック412は合成器400のためのサンプルクロックおよびフレームクロックを発生する。

次に第5図を参照すると、第1図の音声コーデジの別の実施例の部分的ブロック図が本発明の好ましい実施例を説明するために示されている。第1図の音声コーデジ100とは

$$(3) \quad E_j = \sum_{n=1}^N [e'_j(n)]^2$$

これは所望のコード語Iを決定するために最小化された。すべての $2^N$ の励起ベクトルは $s(n)$ に対する最善の整合を試みかつ検出するために評価されねばならなかった。これは徹底的なサーチ戦略の基礎であった。

好ましい実施例においては、フィルタの減衰応答を考慮する必要がある。これはフレームの最初に存在するフィルタ状態によりフィルタを初期化し、かつフィルタを外部入力なしに減衰させることによってなされる。入力のないフィルタの出力はゼロ入力応答と称される。さらに、重み付けフィルタ機能は減算器の出力におけるその伝統的な位置から減算器の両方の入力経路に移動することができる。従って、 $d(n)$ がフィルタのゼロ入力応答ベクトルであれば、そしてもし $y(n)$ が重み付けされた入力音声ベクトルであれば、差分ベクトル $p(n)$ は、

$$(4) \quad p(n) = y(n) - d(n)$$

となり、従って初期フィルタ状態はフィルタのゼロ入力応答を減算することにより完全に保証される。

重み付けされた差分ベクトル $e'_j(n)$ は次のようになる。



$$(5) \quad e'_i(n) = p(n) - s'_i(n)$$

しかしながら、利得ファクタは最適なコード語のサーチと同時に最適化されるべきであるから、ろ波された励起ベクトル  $f_i(n)$  は式(5)における  $s'_i(n)$  と置換えるために各コード語の利得ファクタ  $\tau_i$  と乗算されなければならない、従って次式が得られる。

$$(6) \quad e'_i(n) = p(n) - \tau_i f_i(n)$$

ろ波された励起ベクトル  $f_i(n)$  は利得ファクタを1にセットしかつフィルタ状態をゼロに初期化した  $u_i(n)$  のろ波されたものである。いいかえれば、 $f_i(n)$  はコードベクトル  $u_i(n)$  によって励起されたフィルタのゼロ状態応答である。ゼロ状態応答は、フィルタ状態情報が既に式(4)におけるゼロ入力応答ベクトル  $d(n)$  により補償されていたため使用される。

式(3)において式(6)からの  $e'_i(n)$  に対する値を用いると次のようになる。

$$(7) \quad E_i = \sum_{n=1}^N [p(n) - \tau_i f_i(n)]^2$$

式(7)を展開すると次のようになる。

の式が得られる。

$$(12) \quad \tau_i = C_i / G_i$$

この式を式(11)に代入すると次式が得られる。

$$(13) \quad E_i = \sum_{n=1}^N p(n)^2 - [C_i]^2 / G_i$$

式(13)におけるエラー  $E_i$  を最小化するためには  $[C_i]^2 / G_i$  の項は最大にならなければならない。 $[C_i]^2 / G_i$  を最大にするコードブックのサーチ技術は第6図のフローチャートで説明する。

もし利得ファクタが係数アナライザ10によって予め計算されれば、式(7)は次のように書き直すことができる。

$$(14) \quad E_i = \sum_{n=1}^N p(n)^2 - 2 \sum_{n=1}^N y'_i(n) p(n) + \sum_{n=1}^N y'_i(n)^2$$

ここで、 $y'_i(n)$  は所定の利得ファクタにより乗算された励起ベクトル  $u_i(n)$  に対するフィルタのゼロ状態応答である。式(14)の第2および第3項が

$$(8) \quad E_i = \sum_{n=1}^N p(n)^2 - 2 \tau_i \sum_{n=1}^N f_i(n) p(n) + \tau_i^2 \sum_{n=1}^N f_i(n)^2$$

$f_i(n)$  および  $p(n)$  の間の相互相関(cross-correlation)を次のように定義する。

$$(9) \quad C_i = \sum_{n=1}^N f_i(n) p(n)$$

また、ろ波されたコードベクトル  $f_i(n)$  におけるエネルギーを次のように定義する。

$$(10) \quad G_i = \sum_{n=1}^N [f_i(n)]^2$$

従って、式(8)は次のように簡略化される。

$$(11) \quad E_i = \sum_{n=1}^N p(n)^2 - 2 \tau_i C_i + \tau_i^2 G_i$$

次に、式(11)における  $E_i$  を最小化する最適利得ファクタ  $\tau_i$  を決定する必要がある。 $\tau_i$  に関する  $E_i$  の偏導関数を取りかつそれをゼロに等しくセットすると最適の利得ファクタ  $\tau_i$  を得ることができる。この手順により次

$$(15) \quad C_i = \sum_{n=1}^N y'_i(n) p(n)$$

そして

$$(16) \quad G_i = \sum_{n=1}^N [y'_i(n)]^2$$

のようにそれぞれ再定義されれば、式(14)は次のように簡略化することができる。

$$(17) \quad E_i = \sum_{n=1}^N p(n)^2 - 2 C_i + G_i$$

式(17)における  $E_i$  をすべてのコード語に対して最小化するためには、 $[-2 C_i + G_i]$  の項を最小化しなければならない。これが第7図のフローチャートにおいて説明されるコードブックサーチ技術である。

本発明が基礎ベクトルの概念を用いて  $u_i(n)$  を発生することを思い起こすと、ベクトル和方程式、

$$(1) \quad u_i(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{im} v_m(n)$$

は後に示されるように  $u_i$  の代入のために使用できる。この代入の要点は基礎ベクトル  $v_m(n)$  はサーチ計算に必要とされるすべての項を直接予め計算するために各フレ-

ムごとに1回使用できる。これは本発明がMにおいてリニアである1次の積算-乗算操作を行なうことにより $2^M$ のコード語の各々を評価できるようにする。好ましい実施例においては、 $M+3$  MACのみが必要とされる。

最適化された利得を用いて、第5図につき第6A図および第6B図のフローチャートで示されているその動作に関して説明する。スタート600に始まり、N個の入力音声サンプル $s(n)$ の1つのフレームがステップ602においてアナログ-デジタル変換器から第1図においてなされたように得られる。次に、入力音声ベクトル $s(n)$ が係数アナライザ510に印加され、かつショートターム予測器パラメータSTP、ロングターム予測器パラメータLTP、そして重み付けフィルタパラメータWFPをステップ604において計算するために用いられる。係数アナライザ510は点線矢印で示されるように、この実施例においては所定の利得ファクタを計算しないことに注意を要する。入力音声ベクトル $s(n)$ はまた最初の重み付けフィルタ512に印加されて、それにより入力音声フレームを重み付けしてステップ606において重み付けされた入力音声ベクトル $y(n)$ を発生するようにされる。上に述べたように、重み付けフィルタは第1図の重み付けフィルタ132と、それらが減算器130の出力における伝統的な位置からその減算器の双方の入力に移動できる点を除き、第1図の重み付けフィルタ132と同じ機能を達成する。

(4) 即ち

$$(4) \quad p(n) = y(n) - d(n)$$

で表わされる。差分ベクトル $p(n)$ は次に最初の相互相関器533に印加されコードブックサーチ処理において使用される。

上に述べたように $[C_i]^2 / G_i$ を最大にするという目標を達成することに関して、この項はM個の基底ベクトルではなく、 $2^M$ のコードブックベクトルの各々に対して評価されなければならない。しかしながら、このパラメータは $2^M$ 個のコードベクトルよりはむしろM個の基底ベクトルに関連するパラメータに基づき各コード語に対して計算できる。従って、ゼロ状態応答ベクトル $q_j(n)$ はステップ614において各基底ベクトル $v_j(n)$ に対して計算されなければならない。基底ベクトル記憶ブロック514からの各基底ベクトル $v_j(n)$ は直接第3のロングターム予測器フィルタ544に（この実施例においては利得ブロック542を通ることなく）印加される。各基底ベクトルは次にロングターム予測器フィルタ544、ショートターム予測器フィルタ546、そして重み付けフィルタ548を具備する、フィルタ連鎖#3によってろ波される。フィルタ連鎖#3の出力において生成される、ゼロ状態応答ベクトル $q_j(n)$ は第1の相互相関器533とと

ベクトル $y(n)$ は実際に1組のN個の重み付けされた音声ベクトルを表わし、ここで、 $1 \leq n \leq N$ であり、かつNは音声フレームにおけるサンプルの数である。

ステップ608において、フィルタ状態FSが第1のロングターム予測器フィルタ524から第2のロングターム予測器フィルタ525へ、第1のショートターム予測器フィルタ526から第2のショートターム予測器フィルタ527へ、そして第1の重み付けフィルタ528から第2の重み付けフィルタ529へ転送される。これらのフィルタ状態はステップ610においてフィルタのゼロ入力応答 $d(n)$ を計算するために使用される。ベクトル $d(n)$ は音声の各フレームの初めにおける減算するフィルタ状態を表わす。ゼロ入力応答ベクトル $d(n)$ はゼロ入力をそれぞれ第1のフィルタ連鎖におけるそれらの関連するフィルタ524、526、528のそれぞれのフィルタ状態を有する、第2のフィルタ連鎖525、527、529に印加することにより算出される。典型的な構成においては、ロングターム予測器フィルタ、ショートターム予測器フィルタ、そして重み付けフィルタの機能は複雑性を減少するため結合することができることに注意を要する。

ステップ612において、差分ベクトル $p(n)$ が減算器530において計算される。差分ベクトル $p(n)$ は重み付けされた入力音声ベクトル $y(n)$ およびゼロ入力応答ベクトル $d(n)$ の差を表わし、これは先に述べた式

もに第2の相互相関器535に印加される。

ステップ616において、第1の相互相関器は次の式に従って相互相関アレイ $R_{ij}$ を計算する。

$$(18) \quad R_{ij} = \sum_{n=1}^N q_{ij}(n) p(n)$$

アレイ $R_{ij}$ はm番目のろ波された基底ベクトル $q_{ij}(n)$ および $p(n)$ の間の相互相関を表わす。同様に、第2の相互相関器がステップ618において次の式により相互相関マトリックス $D_{ij}$ を計算する。

$$(19) \quad D_{ij} = \sum_{n=1}^N q_{ij}(n) q_j(n)$$

ここで、 $1 \leq m \leq j \leq M$ である。マトリックス $D_{ij}$ は個々のろ波された基底ベクトルの対の間の相互相関を表わす。 $D_{ij}$ は対象マトリックスであることに注意を要する。従って、ほぼ半分の項のみをサブスクリプトの限界により示されるように評価する必要がある。

先の通りベクトル和方程式は次のようになる。

$$(1) \quad u_i(n) = \sum_{j=1}^M \theta_{ij} v_j(n)$$

この式は次のようにして $\theta_{ij}(n)$ を引出すために用いることができる。

$$(20) \quad f_i(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{im} q_m(n)$$

ここで、 $f_i(n)$  は励起ベクトル  $u_i(n)$  に対するフィルタのゼロ状態応答であり、 $q_m(n)$  は基礎ベクトル  $v_m(n)$  に対するフィルタのゼロ状態応答である。式(19)は次のとおりである。

$$(19) \quad C_i = \sum_{n=1}^M f_i(n) p(n)$$

この式は式(20)を用いて次のように書き直すことができる。

$$(21) \quad C_i = \sum_{m=1}^M \theta_{im} \sum_{n=1}^M q_m(n) p(n)$$

式(18)を用いると、この式は次のように簡単化される。

$$(22) \quad C_i = \sum_{m=1}^M \theta_{im} R_m$$

最初のコード語に対しては、 $i=0$  であるが、すべてのビットはゼロである。従って、 $1 \leq m \leq M$  に対する  $\theta_{0m}$  は先に述べたように  $-1$  に等しい。式(22)からちょうど  $i=0$  における  $C_i$  となる、最初の相関  $C_0$  は従って次の

$$(27) \quad G_0 = 2 \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M D_{mj} + \sum_{j=1}^J D_{jj}$$

この計算はステップ622において行なわれる。従って、このステップまで、我々は相関項  $C_0$  およびエネルギー項  $G_0$  をコード語ゼロに対して計算してきたことになる。

ステップ624に進むと、パラメータ  $\theta_{im}$  は  $1 \leq m \leq M$  に対して  $-1$  に初期化される。これらの  $\theta_{im}$  パラメータは式(1)により示された現在のコードベクトルを発生するために用いられる  $M$  個の内部データ信号を表わす。(  $\theta_{im}$  のサブスクリプト  $i$  は図面においては簡単化のため省略されている。) 次に、最善の相関項  $C_0$  が先に計算された相関  $C_0$  に等しくセットされ、かつ最善のエネルギー項  $G_0$  が先に計算された  $G_0$  に等しくセットされる。特定の入力音声フレーム  $s(n)$  に対する最善の励起ベクトル  $u_i(n)$  に対するコード語を表わす、コード語  $i$  はゼロに等しくセットされる。カウンタ変数  $k$  はゼロに初期化され、そして次にステップ626において増分される。

第6B図において、カウンタ  $k$  がステップ628におい

ようになる。

$$(23) \quad C_0 = - \sum_{m=1}^M R_m$$

これはフローチャートのステップ620において計算される。

$q_m(n)$  および式(20)を用いることにより、エネルギー項  $G_i$  はまた次の式(10)、すなわち

$$(10) \quad G_i = \sum_{n=1}^M [f_i(n)]^2$$

から次のようになる。

$$(24) \quad G_i = \sum_{n=1}^M [\sum_{m=1}^M \theta_{im} q_m(n)]^2$$

この式は次のように展開される。

$$(25) \quad G_i = \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M \theta_{im} \theta_{ij} \sum_{n=1}^M q_m(n) q_j(n)$$

式(19)を用いて代入することにより次の式を得る。

$$(26) \quad G_i = 2 \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M \theta_{im} \theta_{ij} D_{mj} + \sum_{j=1}^J D_{jj}$$

コード語とその補数、即ち、すべてのコード語ビットが

でテストされ基礎ベクトルの  $2^M$  個のすべての組合わせがテストされたか否かをチェックする。 $k$  の最大値は  $2^M - 1$  であることに注意を要するが、これはコード語とその補数が上述のように同時に評価されるからである。もし  $k$  が  $2^M - 1$  より小さければ、ステップ630は「フリップ」機能を規定するために進み、ここで変数  $i$  はコード語  $i$  におけるフリップする次のビットの位置を表わす。この機能は、本発明がコードベクトルへのシーケンスのためグレイコードを使用し同時には1ビットのみを変化させるために達成される。従って、各々の連続するコード語は先のコード語と1つのビット位置においてのみ異なるものと仮定することができる。言い換えれば、評価される各連続コード語が先のコード語と1ビットのみにより異なる場合は、これは2進グレイコード法を用いることにより達成できるが、 $M$  回の加算または減算操作のみが相関項およびエネルギー項を評価するのに必要とされる。ステップ630はまた  $\theta_i$  を  $-\theta_i$  にセットしてコード語におけるビット  $i$  の変化を反映する。

このグレイコードの過程を用いることにより、新しい相関項  $C_k$  が次の式に従ってステップ632で計算される。

$$(28) \quad C_k = C_{k-1} + 2 \theta_i R_i$$

この式は(22)式から  $\theta_i$  のかわりに  $-\theta_i$  を用いる

ことにより導き出された。

次にステップ634において、新しいエネルギー項  $G_k$  が次の式に従って計算される。

$$(29) \quad G_k = G_{k-1} + 4 \sum_{n=1}^{N-1} \theta_n |D_{jk}|$$

$$+ 4 \sum_{n=1}^N \theta_n |D_{jn}|$$

この式は、 $D_{jk}$  は  $j \leq k$  に対する値のみが記憶されている対象マトリックスとして格納されるものと仮定している。式(29)は式(26)から前記と同様にして導き出された。

いったん  $G_k$  および  $C_k$  が計算されると、次に  $[C_k]^2 / G_k$  が先の最善の  $[C_b]^2 / G_b$  と比較されなければならない。除算は本質的に低速であるから、相互乗算 (cross multiplication) による除算を避けるために問題を再構成することが有用である。すべての項が正であるから、この式はステップ636においてなされているように、 $[C_k]^2 \times G_b$  と  $[C_b]^2 \times G_k$  とを比較することに等価である。もし最初の量が第2の量より大きければ、制御はステップ638に進み、そこで最善の相関項  $C_b$  および最善のエネルギー項  $G_b$  がそれぞれ更新される。ステップ642は  $\theta_n$  が +1 であればコード語 I のビット

$m$  を 1 に等しくセットし、かつ  $\theta_n$  が -1 であればコード語 I のビット  $m$  をゼロに設定することにより、 $1 \leq m \leq M$  のすべての  $m$  ビットに対して  $\theta_n$  パラメータから励起コード語 I を計算する。制御は次にステップ626に戻り次のコード語をテストするが、これはもし最初の量が第2の量より大きくなければ直ちになされる。

いったん相補コード語のすべての対がテストされ  $[C_b]^2 / G_b$  の量を最大化するコード語が検出されると、制御はステップ646に進み、そこで相関項  $C_b$  がゼロより小さいか否かをチェックする。これはコードブックが相補コード語の対によってサーチされたという事実に対して補償するためになされる。もし  $C_b$  がゼロより小さければ、利得ファクタがステップ650において  $-[C_b / G_b]$  に等しくセットされ、そしてコード語 I がステップ652において補数化される。もし  $C_b$  が負でなければ、利得ファクタがステップ648においてちょうど  $C_b / G_b$  に等しくセットされる。これは利得ファクタが正であることを保証する。

次に、最善のコード語 I がステップ654において出力され、かつ利得ファクタがステップ656において出力される。ステップ658は次に最善の励起コード語 I を用いることにより再構成された重み付け音声ベクトル  $y'(n)$  を計算する処理に移る。コードブック発生器はコード語 I および基底ベクトル  $v_j(n)$  を使用して式

(1) に従い励起ベクトル  $u_j(n)$  を発生する。コードベクトル  $u_j(n)$  は次に利得ブロック522において利得ファクタにより調整され、かつフィルタ連鎖#1によりろ波されて  $y'(n)$  を発生する。音声コーデ500は第1図においてなされたように再構成された重み付け音声ベクトル  $y'(n)$  を直接には使用しない。そのかわり、フィルタ連鎖#1が、次のフレームに対してゼロ入力応答ベクトル  $d(n)$  を計算するためにフィルタ状態  $FS$  をフィルタ連鎖#2に転送することによりフィルタ状態  $FS$  を更新するために使用される。従って制御は次の音声フレーム  $s(n)$  を入力するためにステップ602に戻る。

第6A図および第6B図に示されたサーチ手法において、利得ファクタはコード語 I が最適化されるのと同時に計算される。このようにして、各コード語に対する最適の利得ファクタが検出できる。第7A図から第7C図までに示された別のサーチ手法においては、利得ファクタはコード語の決定に先立ち予め計算される。ここでは、利得ファクタは、典型的にはそのフレームに対する剰余の RMS 値に基いており、これはピー・エス・アクトルおよびエム・アール・シュローグによる「非常に低いビットレートにおける音声信号の推計的コーディング」、国際通信会議要、ICC84巻、第2部、pp. 1610-1613、1984年5月に記載されている。この予め計算された利得ファクタの手法における欠点はそれが一般的に音声コーデに

対してやや低い信号対雑音比 (SNR) を示すことである。

次に第7A図のフローチャートを参照して、所定の利得ファクタを用いた音声コーデ500の動作を説明する。入力音声フレームベクトル  $s(n)$  はまずステップ702において A/D から得られ、そしてロングーム予測器パラメータ LTP、ショートーム予測器パラメータ STP、そして重み付けフィルタパラメータ WTP が、ステップ602および604においてなされたように、ステップ704において係数アナライザ510によって計算される。しかしながら、ステップ705において、利得ファクタは先の参考文献に記載されているようにフレーム全体に対して計算される。従って、係数アナライザ510は第5図における点線矢印で示されるように所定の利得ファクタを出力し、そして利得ブロック542は点線で示されているように基底ベクトル経路に挿入されなければならない。

ステップ706から712まではそれぞれ第6A図のステップ606から612までと同じであり、かつこれ以上の説明は必要としない。ステップ714はステップ614と同じであるが、ゼロ状態応答ベクトル  $q_j(n)$  がブロック542において利得ファクタにより乗算の後基底ベクトル  $v_j(n)$  から計算される点が異なる。ステップ716から722はそれぞれステップ616から622と同じである。ステップ723はどのようにして変数 I および  $E_b$  を初期化するかを決定するため相関  $C_0$  がゼロより小

さいか否かを判定する。もし  $C_0$  がゼロより小さければ、最善のコード語  $I$  が相補コード語  $I = 2^H - 1$  に等しくセットされるが、これはコード語  $I = 0$  よりも良好なエラー信号  $E_0$  を提供するからである。最善のエラー信号  $E_0$  は次に  $2C_0 + G_0$  に等しくセットされるが、これは  $C_{2^H-1}$  が  $-C_0$  に等しいからである。もし  $C_0$  が負でなければ、ステップ725は示されているように  $I$  をゼロに初期化し、かつ  $E_0$  を  $-2C_0 + G_0$  に初期化する。

ステップ726はステップ624においてなされたように、内部データ信号  $\theta_j$  を  $-1$  に、そしてカウンタ変数  $k$  をゼロに初期化する。変数  $k$  はそれぞれステップ626および628においてなされたように、ステップ727において増分され、かつステップ728においてテストされる。ステップ730、732、および734はそれぞれステップ630、632、および634と同じである。相関項  $C_k$  が次にステップ735においてテストされる。もしそれが負であれば、エラー信号  $E_k$  は  $2C_k + G_k$  に等しくセットされるが、これは負の  $C_k$  は同様に相補コード語が現在のコード語より良いことを示すからである。もし  $C_k$  が正であれば、先になされたのと同様にステップ737は  $E_k$  を  $-2C_k + G_k$  に等しくセットする。

第7C図に違ひと、ステップ738は新しいエラー信号  $E_k$  を先の最善のエラー信号  $E_0$  と比較する。もし  $E_k$  が  $E_0$  より小さければ、 $E_0$  がステップ739において  $E_k$

に更新される。もしそうでなければ、制御はステップ727に戻る。ステップ740は再び相関  $C_k$  をテストしてそれがゼロより小さいか否かを検出する。もしそれがそうでなければ、最善のコード語  $I$  が第6B図のステップ642においてなされたように  $\theta_j$  から計算される。もし  $C_k$  がゼロより小さければ、同様にして  $I$  が  $-\theta_j$  から計算され相補コード語を得る。  $I$  が計算された後制御はステップ727に戻る。

すべての  $2^H$  のコード語がテストされた時、ステップ728は制御をステップ754に向け、そこでコード語  $I$  がサーチコントローラから出力される。ステップ758はステップ658においてなされたように、再構成された重み付け音声ベクトル  $y'$  ( $n$ ) を計算する。制御は次にステップ702におけるフローチャートの開始点に戻る。

以上要約すると、本発明は所定の利得ファクタとともにあるいは所定の利得ファクタなしに用いることができる改良された動起ベクトル発生およびサーチ技術を提供する。  $2^H$  の動起ベクトルのコードブックはたった  $M$  個の基礎ベクトルの組から発生される。コードブック全体は  $M+3$  の乗算・積算操作を各コードベクトルの評価ごとに用いるのみでサーチできる。記憶および計算上の複雑性のこの減少は今日のデジタル信号プロセッサによる CELP 音声コーディングのリアルタイム構成を可能にする。

ここでは本発明の特定の実施例が示されかつ説明された

が、本発明の広い観点から離れることなくその他の修正および改良をなすことができる。例えば、任意の形式の基礎ベクトルをここに述べられたベクトル和技術とともに用いることができる。さらに、基礎ベクトルに対して異なる計算手法を用いてコードブックサーチ手順の計算処理上の複雑性を減少するという同じ目的を達成することができる。ここに開示されかつ請求された基本的な原理を用いるすべてのそのような変更は本発明の範囲に属する。

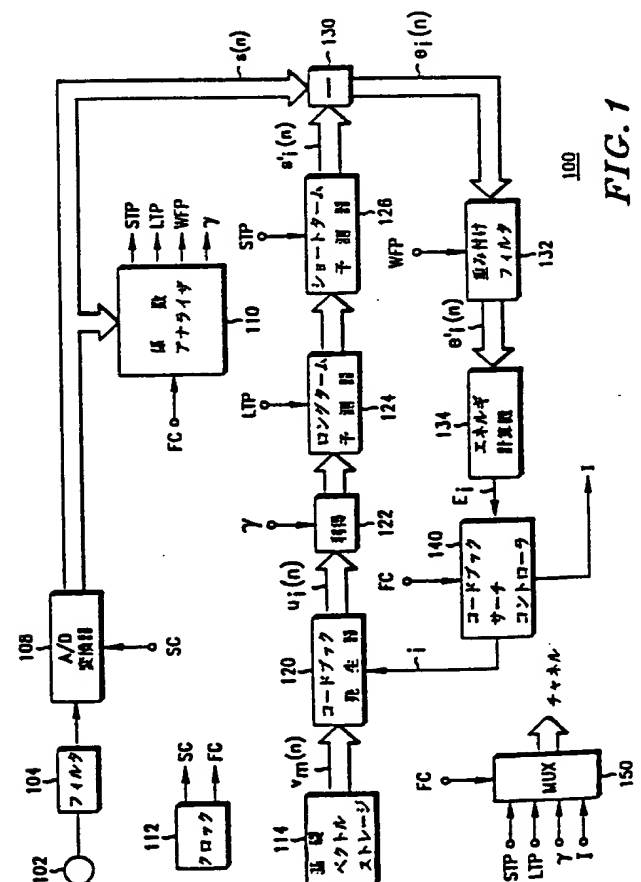


FIG. 1

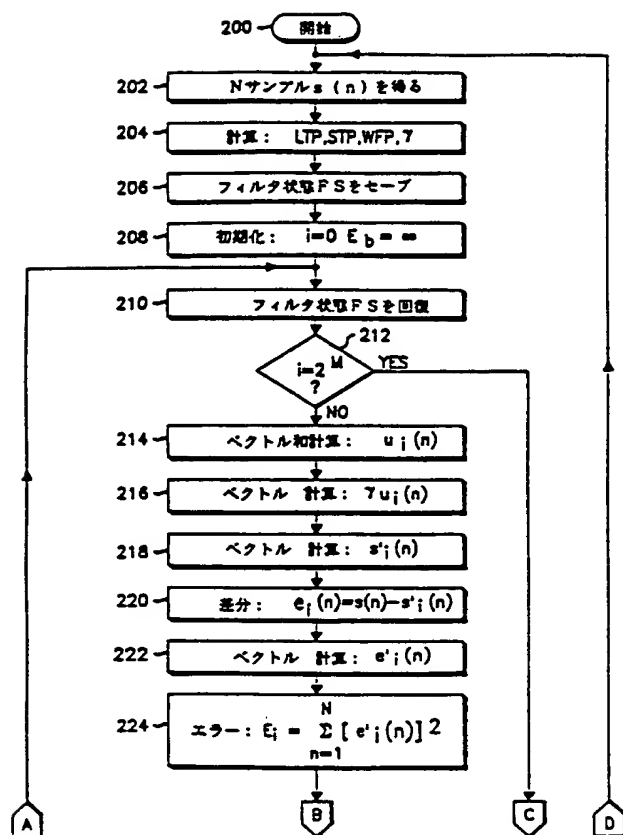


FIG. 2A

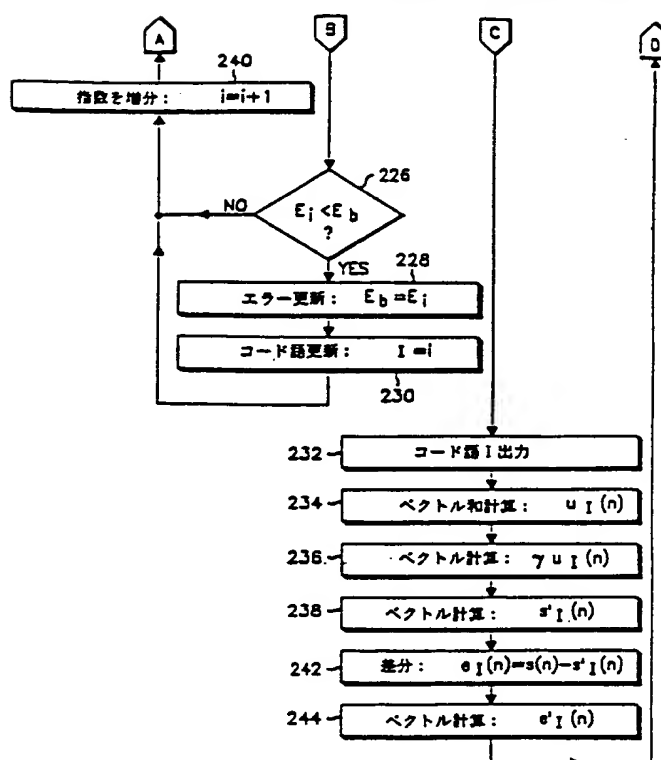


FIG. 2B

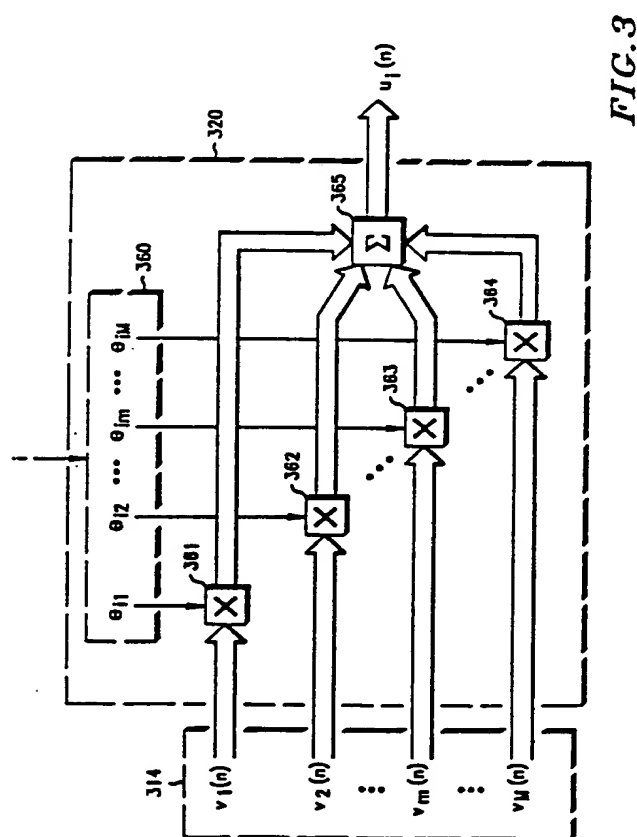


FIG. 3

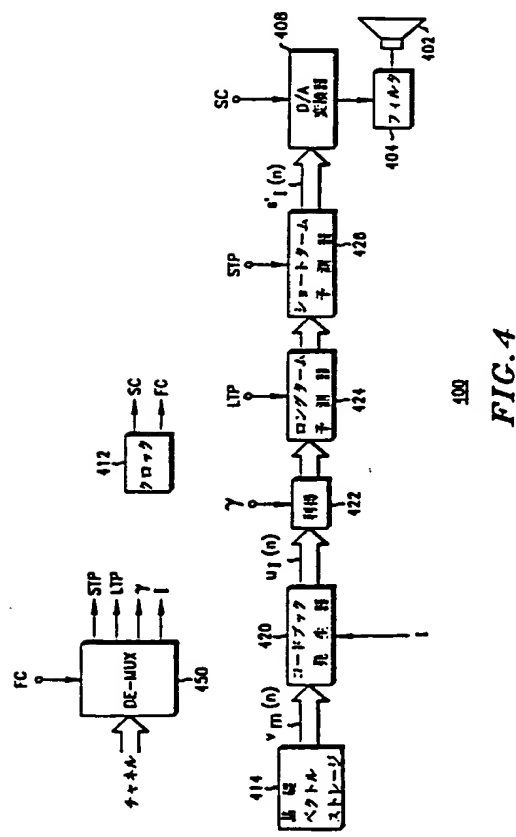


FIG. 4

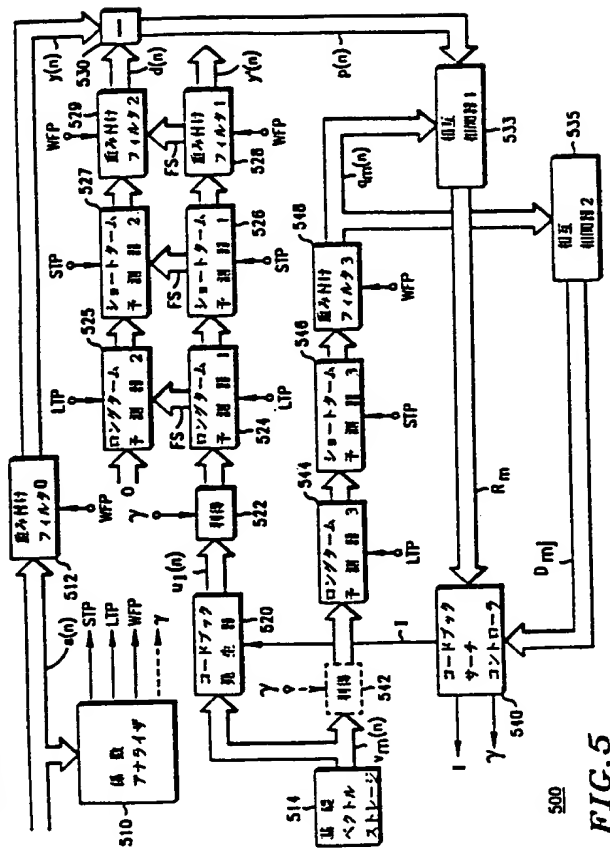


FIG. 6B

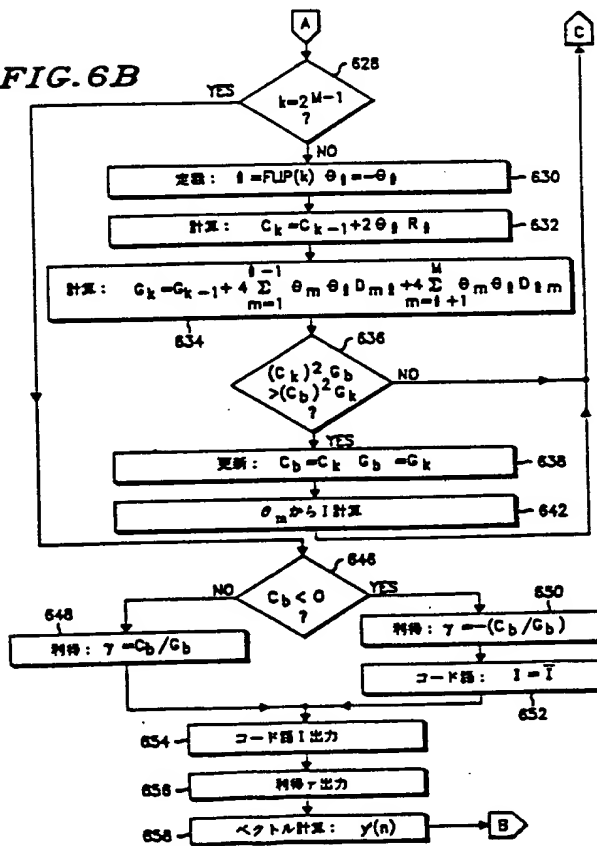


FIG. 6A

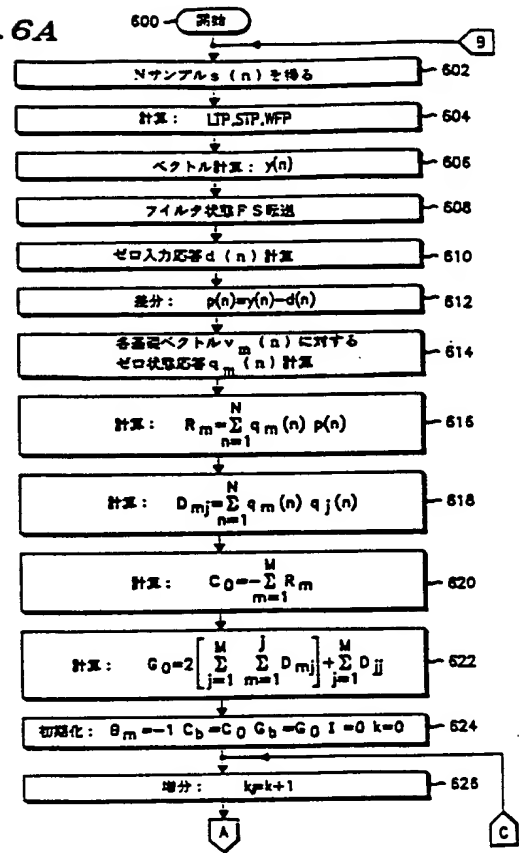


FIG. 7A

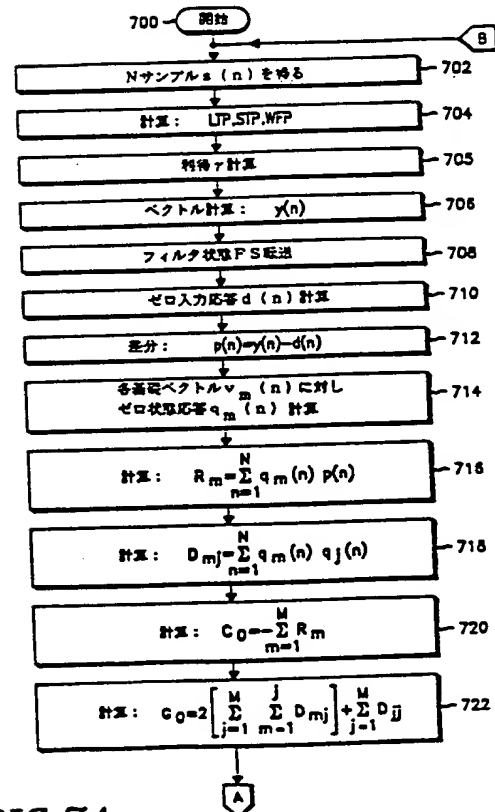


FIG. 7B

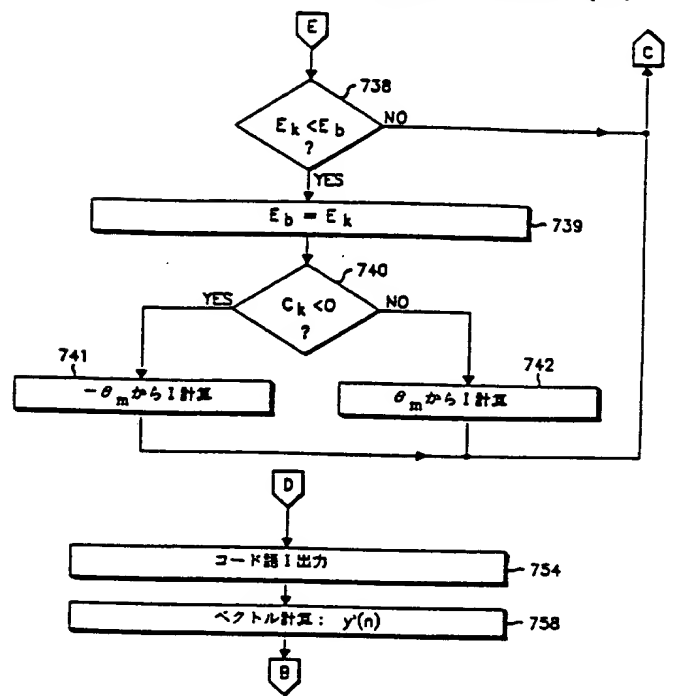
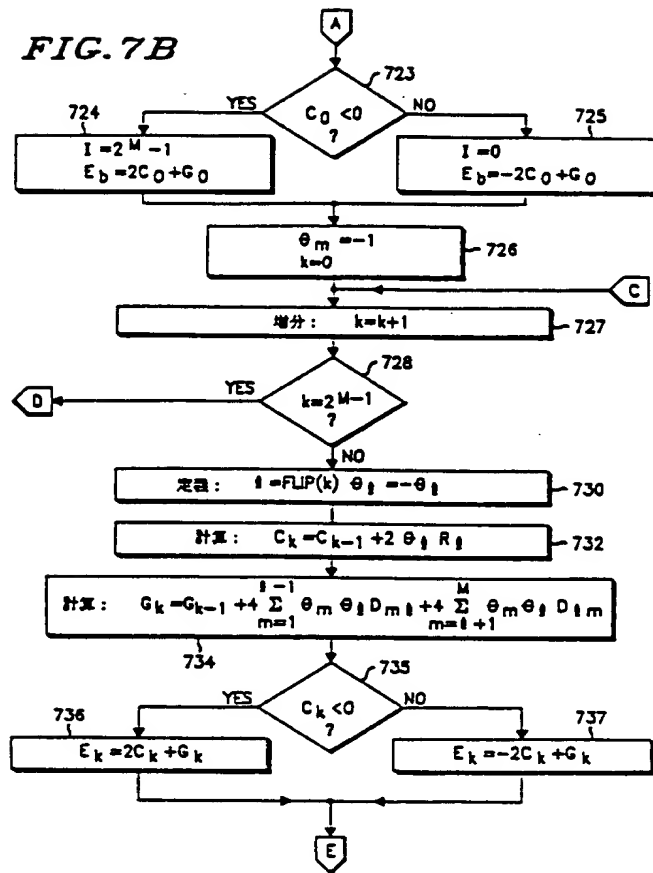


FIG. 7C

## 手続補正書

平成2年1月11日

特許庁長官 吉田文毅殿



## 1. 事件の表示

PCT/US88/04394

## 2. 発明の名称

改良されたベクトル励起源を有するデジタル音声コーデ

## 3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

住所 アメリカ合衆国イリノイ州 60196、シャンバーグ、  
イースト・アルゴンクイン・ロード 1303

名称 モトローラ・インコーポレーテッド

代表者 ラウナー・ビンセント・ジョセフ

## 4. 代理人

住所 〒231 神奈川県横浜市中区本町1丁目7番地

東ビル 電話 045(211)2795

池内国際特許事務所

氏名 (8357) 弁理士 池内 義明



方 式 ⑧



## 5. 補正命令の日付

自 発

## 6. 補正の対象

請求の範囲

## 7. 補正の内容

別紙の通り



## 請求の範囲

1. ベクトル量子化器のための1組のY個のコードブックベクトルの少なくとも1つを発生する方法であって、

(a) 少なくとも1つの選択器コード語を入力する段階、

(b) 前記選択器コード語に基づき複数の内部データ信号を規定する段階、

(c)  $X < Y$ とした時、1組のXの基礎ベクトルを入力する段階、

(d) 前記Xの基礎ベクトルにリニア変換を行なうことにより前記コードブックベクトルを発生する段階であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、

を具備することを特徴とする前記方法、

2. 前記選択器コード語の各々はビットで表わすことができ、前記内部データ信号は各選択器コード語の各ビットの値を基礎としており、かつ前記コードブックベクトル発生段階はさらに、

コードブックベクトルの組を生成する段階、  
によって形成されるもの、

前記メモリ手段を特定のコード語によってアドレスするための手段、そして

前記特定のコード語によってアドレスされた時前記メモリ手段から特定のコードブックベクトルを出力するための手段、

を具備することを特徴とするベクトル量子化器のための1組の $2^H$ のコードブックベクトルを提供する手段、

4. 前記変換段階は各選択器コード語1の各ビットの状態を識別することにより前記複数の内部データ信号 $\theta_{ij}$ を生成し、ここで

$0 \leq i \leq 2^H - 1$ でありかつ $1 \leq m \leq M$ であり、これにより $\theta_{ij}$ はコード語1のビットmが第1の状態にあれば第1の値を有し、かつ $\theta_{ij}$ はコード語1のビットmが第2の状態にあれば第2の値を有する、請求の範囲3に記載のコードブックベクトル提供手段、

5. 音声解析または合成に使用するための励起

(1) 前記Xの基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号によって乗算し複数の内部ベクトルを生成する段階、そして

(2) 前記複数の内部ベクトルを合算して前記コードブックベクトルを生成する段階、

をさらに具備することを特徴とする請求の範囲1に記載の方法、

3. ベクトル量子化器のための1組の $2^H$ のコードブックベクトルを提供するための手段であって、前記コードブックベクトル提供手段は、

前記コードブックベクトルの組を記憶するためのメモリ手段であって、前記記憶されたコードブックベクトルの組は、

1組の選択器コード語を複数の内部データ信号に変換する段階、

1組のMの基礎ベクトルを入力する段階、

前記基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号で乗算して複数の内部ベクトルを生成する段階、そして

前記複数の内部ベクトルを加算して前記コ

ベクトルのコードブックを含むデジタルメモリであって、前記コードブックは少なくとも $2^H$ の励起ベクトル $u_i(n)$ を有し、各々Nの要素を有し、ここで $1 \leq n \leq N$ 、かつ $0 \leq i \leq 2^H - 1$ であり、前記コードブックベクトルは1組のMの基礎ベクトル $v_j(n)$ から発生され、各々Nの要素を有し、ここで $1 \leq n \leq N$ かつ $1 \leq m \leq M$ であり、かつ1組の $2^H$ のデジタルコード語 $I_i$ から発生され、各々Mビットを有し、ここで $0 \leq i \leq 2^H - 1$ であり、前記コードブックベクトルは、

(a) 各コード語 $I_i$ の各ビットに対し信号 $\theta_{ij}$ を識別する段階であって、コード語 $I_i$ のビットmが第1の状態であれば $\theta_{ij}$ は第1の値を有し、かつコード語 $I_i$ のビットmが第2の状態にあれば $\theta_{ij}$ が第2の値を有するもの、そして、

(b) 前記 $2^H$ の励起ベクトル $u_i(n)$ の前記コードブックを次の式、即ち

$$u_i(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{im} v_m(n)$$

によって計算する段階であって、ここで  $1 \leq n \leq N$  であるもの、

を具備することを特徴とするデジタルメモリ、

6. コード励起信号コードのための単一の励起コード語を選択する方法であって、前記単一のコード語は与えられた入力信号の一部のそれらによって最も好ましい特性を有する特定の励起ベクトルに対応し、前記単一のコード語は1組のYの可能な励起ベクトルに対応する1組のコード語の1つであり、前記コード語選択方法は、

(a) 前記入力信号部分に対応する入力ベクトルを発生する段階、

(b) 1組のXの基礎ベクトルを入力する段階であって、 $X < Y$  であるもの、

(c) 前記基礎ベクトルから複数の処理されたベクトルを発生する段階、

(d) 前記処理されたベクトルおよび前記入力

(c) 前記複数の内部ベクトルを合算して

前記特定の励起ベクトルを生成する段階、

によって発生する段階、

により前記特定の励起ベクトルを発生する段階を具備することを特徴とする請求の範囲第6項に記載の方法、

8. コード励起信号コードのためのコードブックサーチコントローラであって、該コードブックサーチコントローラは1組のコード語から特定のコード語の選択が可能であり、前記特定のコード語は所望のコードベクトルに対応し、前記所望のコードベクトルは少なくとも  $2^H$  の可能なコードベクトルの1つであり、前記特定のコード語は与えられた入力信号と前記所望のコードベクトルから得られた再構成信号との間の類似特性に従って選択され、前記コードブックサーチコントローラは、

1組のMの基礎ベクトルから1組の処理されたベクトルを発生するための手段、

前記入力信号に対応する入力ベクトルを発生す

ベクトルに基づき比較信号を生成する段階、

(e) 前記比較信号に基づき前記コード語の組の各々に対するパラメータを計算する段階、そして

(f) 各コード語に対する前記算出されたパラメータを評価し、かつYの可能な励起ベクトルの前記組を発生することなく、所定の基準と整合するパラメータを有する1つの特定のコード語を選択する段階、

を具備することを特徴とする前記選択方法、

7. さらに、

(1) 前記単一の励起コード語に基づき複数の内部データ信号を規定する段階、

(2) 前記特定の励起ベクトルを、

(a) 前記基礎ベクトルに対しリニア変換を行なう段階であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、

(b) 前記基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号によって乗算して複数の内部ベクトルを生成する段階、そして

るための手段、

前記処理されたベクトルおよび前記入力ベクトルに基づき比較信号を生成するための手段、

前記  $2^H$  の可能なコードベクトルの各々に対応する各コード語に対するパラメータを算出するための手段であって、該パラメータは前記比較信号に基づくもの、そして

前記  $2^H$  の可能なコードベクトルを発生することなく、所定の基準に整合する算出されたパラメータを有する特定のコード語を選択するための手段、

を具備することを特徴とするコードブックサーチコントローラ、

9. さらに、

前記Mの基礎ベクトルの組を記憶するためのメモリ手段、

前記Mの基礎ベクトルの組を直線的にろ波するための手段、そして

前記所望のコードベクトルを発生するための手段であって、

前記特定のコード語に基づき複数の内部データ信号を規定するための手段、

前記基礎ベクトルにリニア変換を行なうための手段であって、該リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、

前記Mの基礎ベクトルの組を前記複数の内部データ信号により乗算して複数の内部ベクトルを生成するための手段、そして

前記複数の内部ベクトルを合算して前記所望のコードベクトルを生成するための手段、

を含むもの、

を具備することを特徴とする請求の範囲第8項に記載のコードブックサーチコントローラ、

10. コード励起信号コードにおける、1組のYの励起コード語から特定の励起コード語Iを選択する方法であって、前記特定の励起コード語は与えられた入力信号の一部をコーディング可能な所望の励起ベクトル $u_j(n)$ を表わしており、前記入力信号部分は複数のNの信号サンプルに分

割され、前記選択方法は、

(a) 前記入力信号部分から入力ベクトル $y(n)$ を発生する段階であって、 $1 \leq n \leq N$ であるもの、

(b) 先のフィルタ状態に対し前記入力ベクトル $y(n)$ を補償し、それにより補償されたベクトル $p(n)$ を提供する段階、

(c) 1組のMの基本ベクトル $v_m(n)$ を入力する段階であって、 $1 \leq m \leq M < Y$ であるもの、

(d) 前記基礎ベクトルをろ波して前記Mの基礎ベクトルの各々に対しゼロ状態応答ベクトル $q_m(n)$ を生成する段階、

(e) 前記ゼロ状態応答ベクトル $q_m(n)$ および前記補償されたベクトル $p(n)$ から相関信号を発生する段階、

(f) 前記Yの励起コード語の組から試験コード語Iを識別する段階、

(g) 前記相関信号に基づき前記試験コード語Iのためのパラメータを算出する段階、そして

(h) 前記Yの励起コード語の組から異なる試

験コード語Iを識別する段階(f)および(g)のみを繰返し、かつ所定の基準に整合する算出されたパラメータを有する特定の励起コード語Iを選択する段階、

を具備することを特徴とする選択方法、

11. さらに、

(1) コード語Iの各ビットに対し信号 $\theta_{jm}$ を、コード語Iのビットmが第1の状態にあれば $\theta_{j1}$ が第1の値を有し、コード語Iのビットmが第2の状態にあれば $\theta_{j2}$ が第2の値を有するように、識別する段階、そして

(2)  $u_j(n)$ を以下の式、

$$u_j(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{jm} v_m(n)$$

によって算出する段階であって、 $1 \leq n \leq N$ であるもの、

によって前記所望の励起ベクトル $u_j(n)$ を発生する段階を含む請求の範囲第10項に記載の方法、

12. 入力音声のセグメントに対応する入力ベクトルを提供するための入力手段、

1組のYの可能な励起ベクトルに対応する1組のコード語を提供するための手段、

励起ベクトルをろ波するための手段を含む第1の信号経路、

第2の信号経路であって、

Xの基礎ベクトルを提供するための手段であって、 $X < Y$ であるもの、

前記基礎ベクトルをろ波するための手段、

前記ろ波された基礎ベクトルを前記入力ベクトルと比較し、それにより比較信号を提供するための手段、

を含むもの、

前記コード語の組および前記比較信号を評価し、かつ前記第1の信号経路を通った時、最も近く前記入力ベクトルに類似する単一の励起ベクトルを表わす特定のコード語を提供するためのコントローラ手段、そして

前記特定のコード語によって規定される前記基

礎ベクトルにリニア変換を行うことにより前記単一の励起ベクトルを発生するための発生器手段、を具備し、それにより前記Yの可能な励起ベクトルの組の評価が前記Yの可能な励起ベクトルの各々を前記第1の信号経路を通すことなくシュミレートされることを特徴とする音声コード。

13. (a) 前記発生器手段は、

前記特定のコード語に基づき複数の内部データ信号を規定するための手段、

前記基礎ベクトルを前記内部データ信号により乗算して複数の内部ベクトルを生成するための手段、そして

前記複数の内部ベクトルを合算して前記単一の励起ベクトルを生成するための手段、を含み、そして

(b) 前記第1の信号経路は利得ファクタにより前記励起ベクトルを調整するための手段を含み、前記利得ファクタは前記コントローラ手段により提供される、

請求の範囲第12項に記載の音声コード。

単一の励起ベクトルを生成する段階、によって生成されるもの、

(b) 前記コードブックメモリから、特定のアドレスコード語に対応する特定の励起ベクトルを出力する段階、そして

(c) 前記特定の励起ベクトルのリニアろ波を含み前記再構成された信号を生成するための信号処理段階、

を具備することを特徴とする信号を再構成する方法。

15. 入力音声のセグメントに対応する入力ベクトルを提供するための入力手段、

1組のYの可能な励起ベクトルに対応する1組のコード語を提供するための手段、

前記Yの可能な励起ベクトルの組を記憶しかつ特定のコード語に回答して特定の励起ベクトルを提供するためのメモリ手段であって、前記励起ベクトルの組の各々は、

(a) 少なくとも1つの選択器コード語を規定する段階、

14. コードブックメモリからおよび特定の励起コード語から信号を再構成する方法であって、該信号再構成方法は、

(a) 特定のコード語でコードブックメモリをアドレスし、該コードブックメモリはそこに記憶された1組の励起ベクトルを有し、該励起ベクトルの各々は、

(1) 前記特定のコード語に基づき複数の内部データ信号を規定し前記特定のコード語1の各ビットの状態を識別することにより前記複数の内部データ信号 $\theta_{jm}$ を生成する段階であって、 $0 \leq j \leq 2^H - 1$ 、かつ $1 \leq m \leq M$ であり、それによりコード語1のビットmが第1の状態にあれば $\theta_{j1}$ が第1の値を有し、かつコード語1のビットmが第2の状態にあれば $\theta_{j2}$ が第2の値を有するもの、

(2) 1組の基礎ベクトルを前記複数の内部データ信号により乗算して複数の内部ベクトルを生成する段階、そして

(3) 前記複数の内部ベクトルを合算して

(b) 前記選択器コード語に基づき複数の内部データ信号を規定する段階、

(c) 1組のXの基礎ベクトルを入力する段階であって、 $X < Y$ であるもの、そして

(d) 前記Xの基礎ベクトルにリニア変換を行なうことにより前記励起ベクトルの各々を発生する段階であって、前記リニア変換は前記内部データ信号により規定されるもの、によって生成されるもの、

第1の信号経路であって、

前記励起ベクトルをろ波するための手段、

前記ろ波された励起ベクトルを前記入力ベクトルと比較し、それにより比較信号を提供するための手段、

を含むもの、そして

前記コード語の組および前記比較信号を評価しかつ前記第1の信号経路を通ったとき、前記入力ベクトルに最も近く類似する単一の励起ベクトルを表わす特定のコード語を提供するためのコントローラ手段、

を具備することを特徴とする音声コーデ。

特表平2-502135(21)

国際調査報告

IPC/US 68/00394

1. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER	
IPC: G 10 L 9/14	
2. FIELD OF SEARCH	
Classification System: IPC	
Classification Symbol: G 01 L 9/14	
Documents searched other than abstract documents to the extent that such documents are included in the prior art	
3. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT	
Category *	Relevant to Claim No. **
A	Proceedings of the IEEE, vol. 73, no. 11, November 1985 (New York, US) J. Makhoul et al.: "Vector quantization in speech coding" pages 1551-1588 see page 1577, left-hand column, lines 1-16
A	ICASSP 87, 1987, International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, April 6-9, 1987 Dallas, US, vol. 4, IEEE (New York, US) J.M. Chen et al.: "Real-time vector APC speech coding at 4800 BPS with adaptive postfiltering" pages 2185-2188 see figure 1
<p>* Actual category of the document(s) is</p> <p>** Documents published after the international filing date or priority date and not included in the abstracts are classified in accordance with the date of their publication or, if not published, the date of their communication to the public.</p> <p>*** Documents published after the international filing date or priority date and not included in the abstracts are classified in accordance with the date of their publication or, if not published, the date of their communication to the public.</p>	
<p>IV. CERTIFICATION</p> <p>Date of the Actual Conference of the International Search 17th April 1989</p> <p>Date of Issuing of the International Search Report 17.05.89</p> <p>International Searching Authority EUROPEAN PATENT OFFICE</p> <p>Signature of the International Searching Authority R. G. VAN DER PUTTEN</p>	